

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

昭63-253738

⑬ Int. Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 昭和63年(1988)10月20日

H 04 H 1/00
H 04 J 1/00
H 04 N 7/00

A-7608-5K
8226-5K
Z-7060-5C

審査請求 未請求 発明の数 1 (全8頁)

⑮ 発明の名称 テレビジョンチャネルでのデジタル放送のための方法

⑯ 特 願 昭62-329422

⑰ 出 願 昭62(1987)12月24日

優先権主張 ⑱ 1986年12月24日 ⑲ フランス(FR) ⑳ 86 18163

㉑ 発 明 者 ダニエル・ボミエ フランス共和国、35310 モデル プレアル・ス・モン
フオール ル・シャン・デ・ザルエット (番地なし)
㉒ 出 願 人 フ ラ ン ス 共 和 国 フランス共和国、92131 イシ・レ・ムリノ リュ・ド
ウ・ジェネラル・ルクレール、38-40
㉓ 出 願 人 テレディフュジイヨ フランス共和国、75015 パリ リュ・ドラドワール・シ
ン・ドウ・フランス ユール・グラン、10
㉔ 代 理 人 弁理士 深見 久郎 外2名

明 細 書

1. 発明の名称

テレビジョンチャネルでのデジタル放送のた
めの方法

2. 特許請求の範囲

(1) その信号が低スペクトル電力密度間隔
だけ分離されるスペクトル線のスペクトルを有す
る隣接するチャネルでテレビジョン番組と干渉さ
れるテレビジョンチャネルでデジタル放送する
ための方法であって、デジタル放送は、テレビ
ジョンのスペクトルとインターレースされるスペ
クトルを用いるデジタル変調および周波数多重
化での送信およびくし型フィルタリングでの受信
を含む、方法。

(2) 前記デジタル放送は、OFDM変調
された信号を用い、前記信号はテレビジョンラ
スタ走査においてライン期間の $2k$ 倍に等しい持続
期間を有する記号からなり、ここで k は少なくとも
1に等しい予め定められた整数であり、かつ 2
 k 周波数間の1つの周波数のみが前記記号のアル

ファベットを構成するために用いられる、特許請
求の範囲第1項に記載の方法。

(3) 各記号は、その値が半ライン周波数の
奇数倍に等しい周波数を有する、特許請求の範囲
第2項に記載の方法。

(4) デジタル信号は変調フレームに構成
され、そのフレームの各々はテレビジョン画像と
等しい持続期間を有し、かつ各前記フレームは
($2l-1$)回繰返され、ここで l は1より大き
い整数であり、記号周波数は、テレビジョン画像
の半周波数の奇数倍に等しい、特許請求の範囲第
2項に記載の方法。

(5) 持続期間 T の各記号は($2k-1$)回
繰返され、ここで k は1から4である、特許請求
の範囲第3項に記載の方法。

(6) 1つのテレビジョンチャネルでの前記
デジタル放送は、2から4の高品質音声プログ
ラムの放送専用に使われ、かつ前記くし型フィ
ルタリングは、部分的なフーリエ変換で達成され
る、特許請求の範囲第1項に記載の方法。

特開昭63-253738 (2)

(7) 畳込み符号は、チャネルの搬送波全体を介して送信されるビット間で用いられ、選択性、リレーチャネルのコヒーレンス帯域は、少なくとも大きさのオーダだけ、ディジタル信号によって占められる全帯域より低い、特許請求の範囲第1項に記載の方法。

(8) 前記ディジタル放送は、同じチャネルがテレビジョン番組専用に使用される他のサービスゾーンに隣接するサービスゾーン内で行なわれる、特許請求の範囲第1項に記載の方法。

3. 発明の詳細な説明

発明の背景

この発明は、周波数分配プランにおいてテレビジョンに割り当てられるチャネルでディジタル放送する方法に関するものであり、特定のには、移動車両の方へ音声プログラムを放送するのに適する。

テレビジョン周波数プランは、VHFおよびUHF帯域を、各々がテレビ番組に割り当てられるチャネルに分ける。しかしながら、所与のサービスゾーンにおいて、すべてのチャネルは、相互干渉

構造が用いられ、かつテレビジョン信号とディジタル信号との間の相互干渉を避けるための手段がとられる。その結果のために、テレビジョンチャネルは、テレビジョン信号にいくつかの疑似期間が存在するため、画像のスクランブルなしに、エネルギーが集中されるスペクトル線のスペクトルを有する（たとえば、^{ML27}(Borsuk)の米国特許第3,700,793号に記載されている）ことに依存する必要があった。スペクトル線は、主として、ライン期間の存在に関係がある。わずかな程度、フレームおよび画像期間ならびに画像期間の倍数は、これらのスペクトル線が現われることに貢献し、周波数範囲におけるスペクトル線の分布は、より特定のには、カラー送信方法（PAL, SECAMまたはNTSC）によって異なる。スペクトル線間のスペクトルのゾーンに含まれるエネルギーは比較的小さく、かつテレビジョン番組に割り当てられる放送ゾーンの端縁では、エネルギーはスペクトル線間の周波数だけに対応する信号と干渉しそうもない。

するため、同時にテレビのために用いられ得ない。たとえば、現在のラジオ放送では、チャネルは、それが放送が行なわれるチャネルに隣接している場合用いられない。2つの直接隣接するサービスゾーンで同じチャネルを用いることもまた許されない、というのはゾーン間の境界近くの領域では相互干渉が起こるからである。結果として、テレビジョンネットワークは、スペクトルに常に使用可能なギャップを残し、そのギャップでは、テレビジョン信号を送送することができない。

発明の概要

この発明の目的は、ディジタル放送のために、所与のゾーンにおいて、テレビジョン送信および受信が不可能であるチャネルを用いることができるようにすることである。置換えると、この発明の目的は、ディジタル放送のために、一般的な周波数分布プランの枠内でテレビジョンのために使用できない、周波数スペクトルのスロットを用いることである。

そのために、テレビジョン信号のスペクトルの

さらに、テレビジョンチャネルの帯域幅は、移動車両の方へのディジタル音声プログラム放送のための選択レイリーチャネルの周波数コヒーレンスより大きく、この特性は、より特定のには、フランス特許出願第86 09622号（PCT出願第PCT/EP 87/00346号）に説明されている方法を実現することによって用いられるもよい。

ゾーンでのテレビジョン番組の受信および隣接するゾーンでの同じチャネルを用いるディジタル受信が交互に劣化することを制限するためには、ディジタルスペクトルを広げる公知の技術を用いて分配条件を改良すれば十分であると考えられるかもしれない。しかしながら、公知の技術を用いてそのように広げることによってもたらされる利得は依然として不十分なままである。

その結果、この発明は、テレビジョンチャネルでディジタル放送するための方法を提供し、そのテレビジョンチャネルの信号が、低スペクトル電力密度間隔だけ分離されるスペクトル線のスペク

特開昭63-253738 (3)

トルを有し、テレビジョンのスペクトルとインターレースされるスペクトルを用いる周波数の多重化を伴うデジタル変調での送信およびくし型フィルタリングでの受信を含むデジタル放送が達成される。重要な応用は、同じチャネルがテレビ番組によって占められる他のサービスゾーンに隣接するサービスゾーンでデジタルすることにある。しかしながら、この応用はそれに限定されるものではない。たとえば、この方法は、2つの隣接するチャネルにおいて、テレビジョン信号と同じゾーンでの放送デジタルデータ、たとえば音声データのために用いられ得る。

くし型フィルタリングによって、テレビジョン信号がかなりのエネルギーを有する周波数を減衰することができ、したがって、ノイズは満足いく受信のためかなりの値まで減じられ得る。

テレビジョン番組に影響を及ぼすことなく放送することができるデジタル率は、1つのチャネルにおいて1つ以上の番組でデジタル音声ラジオ放送を行なうのに十分である。本来の意味での

放送の方法は、特定の、フランス特許出願第86 09662号および追加証明第86 13241号で説明されるようなものであってもよい。この発明を実現することは、その間で多重化が起る周波数が、テレビジョンスペクトルのライン率（すなわちラインおよび画像率）でデジタル信号のスペクトルのインターレースがあるように選択されることのみ含む。

どの型のインターレースが選択されようと、テレビジョン信号に与えられる保護に関してかなりの利得が得られ、チャネルのコード化とくし型フィルタの復調に対する影響との組合せによるデジタル信号の保護が得られるだろう。

ラインレベルでのインターレース条件を得るために、OFDM（直交周波数分割多重通信）と呼ばれるデジタル信号変調の場合、テレビジョンライン期間Tの2k倍に等しい持続期間の記号を用い、かつ変調信号のアルファベットを構成するために、2kの周波数間で1つの周波数のみを用いれば十分である。デジタル放送スペクトルを

テレビジョンスペクトルとインターレースするために、記号周波数は、半ライン周波数 $1/2T$ の奇数倍に等しい所与の値となるだろう。この後者の条件は、持続期間Tを有する記号を $(2K-1)$ 回繰返すこと（すなわちそれらを2k回送信すること）に相当し、各反復において位相を反転し、位相の連続性は、OFDMの周波数と $1/2T$ の奇数倍との関係によって与えられる。

たとえばライン期間 $T=64\mu s$ では、記号の持続期間は、kが1、2または3に等しいかどうかによって128、256または384となるだろう。一般に、ラインレベルでインターレースすれば、記号の持続期間を延長するだけである。

画像レベルでかつ常にOFDM変調の場合にインターレースの条件を満たすために、デジタル信号は、テレビジョン画像と等しい持続期間の変調フレームに構成されるだろう。記号はもはや個々に繰返されず、全フレームが $(2L-1)$ 回（Lは整数である）全く同じように繰返され、記号周波数は画像半周波数の奇数倍に等しいように

選択され、これはヨーロッパでは12.5Hzである。このフレームの繰返しは、所望の精密オフセットを与える。

付加的なインターレースは、さらに、スペクトルがそれらの周波数でのスペクトル線を有する程度まで、画像期間の倍数のレベルで与えられてもよい。しかしながら、一般に、対応する複雑さは増々正当とはみなされなくなるだろう、というのは変調記号の周波数とテレビジョンスペクトルでの対応する周波数との同等を必要な精度で維持するのが困難になっているからである。実施において、画像レベルでのインターレースを能率的にするために1Hz以内の正確さを与える必要がある。この精度は、画像期間の倍数を越えるときさらに増加されなければならない。

次に、この発明を、特定の実施例を示す添付の図面を参照して詳細に説明しよう。用いられる方法をまず第1に参照し、ハードウェア手段は、典型的に、参照されるフランス追加証明第86 13271号に説明されるものと類似である。

特開昭63-253738 (4)

好ましい実施例の説明

この発明の方法を実現する例を与える前に、その記号がテレビジョンラインの持続期間 T の $2k$ 倍に等しい持続期間を有するOFDM変調についてデジタル信号の電力スペクトルの性質、およびそのような信号の自己相関関数を示すことが重要である。

テレビジョンラインレベルでインターレース可能なデジタル信号の電力スペクトル $\gamma_L(\nu)$ は、周波数 (ν) の関数として、次のように書ける：

$$\gamma_L(\nu) = A^2 \left[\frac{\sin \pi \nu 2kT}{2k\nu T} \right]^2 * \sum_{n=-N/2}^{N/2} \delta(\nu - n/T)$$

デジタル変調の記号の組を含む長方形のウィンド関数を $F(\nu)$ によって示せば、次のように書ける：

$$\gamma_L(\nu) = A^2 \left[\frac{\sin \pi \nu 2kT}{2k\nu T} \right]^2 * \left[\sum_{n=-N/2}^{N/2} \delta(\nu - n/T) \cdot F(\nu) \right]$$

そこから自己相関関数 Γ が次のように得られる：

$8\mu s$ の長さとなり、かつ中央のピークと隣のピークとの間の電力分布は実質的に平均化される。

k の値を増加させることによってより有利に分布され得る。たとえば $k=3$ ($384\mu s$ の記号に対応する)に対しては、第1b図および第2b図に示される関数が得られ、それは、中央のピークを犠牲にして隣のピークの電力が増加することを示す。

上で行なったのと類似の理論上の考察によって、デジタル信号に与えられる構造を選択することができ、画像の精度のためにオフセットを与え(そのオフセットは、一般に、線路周波数でのスペクトルのインターレースと組合わされるだろう)。上で述べたように、画像の精密オフセットによって、テレビジョン画像と等しい持続期間の変調フレームにデジタル信号を構成することになり、フレームは、画像の半周波数の奇数倍に等しい記号周波数で、 $(21-1)$ 回繰返される。

起点に集中される電力スペクトル $\gamma_L(\nu)$ は、共に用いられるインターレースおよびオフセット

$$\Gamma_L(\tau) = g_{4kT}(\tau) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} [\sin \pi F(\tau - nT) / \pi F(\tau - nT)]$$

ここで $g_{4kT}(\tau)$ は、サポート幅 $4kT$ の三角形のゲートである。

$k=0$ は従来のOFDM変調に対応し、そのためテレビジョンスペクトルとインターレースすることができないことに注目すべきである。

第1a図および第2a図は、 $k=1$ でのデジタルスペクトル $\gamma_L(\nu)$ および自己相関関数 $\Gamma_L(\tau)$ を、実線でそれぞれ示す。

第1a図を参照すると、テレビジョン信号のエネルギースペクトルのスペクトル線10は $1/T$ だけ間隔があげられ、かつデジタル信号のエネルギーの最大値はスペクトル線10の中間にある。第2a図に図解される自己相関関数は、 $\tau=0$ での中央のピークおよび $\tau: +T$ および $-T$ での2つの隣のピークを示し、隣のピークの各々は中央のピークの半分の高さを有する。

$T=64\mu s$ (ヨーロッパでのライン期間の持続期間)に対しては、この方法では、記号は12

の場合、次のように書ける：

$$\gamma_L(\nu) = \gamma_L(\nu) * \left[\left(\frac{\sin \pi \nu 2LT_0}{2L\nu T_0} \right)^2 * \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(\nu - i/T_0) \right]$$

ここで T_0 はテレビジョン画像の持続期間である。

次に、自己相関関数は次のように書ける：

$$\Gamma_L(\tau) = [\Gamma_L(\tau)] * [g_{4LT}(\tau) * \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(\tau - iT_0)]$$

ここで g_{4LT} は、サポート幅 $4L$ の三角形のゲートである。

$\Gamma_L(\tau)$ は2つのファクタの積であり、かつテレビジョン信号での干渉しているデジタル信号の可視性はさらに減じられるのがわかる、というのは畳込み積の第2のファクタは、自己相関関数のサポートを1つのテレビ画像を越えて(第2a図および第2b図の場合のように)、 $4L$ の画像上に延ばす。他方、画像レベルでインターレースを用いると、同じ $40ms$ のメッセージを $(2L-1)$ 回繰返すことになる。

次に、インターレースのみがラインレベルで用

特開昭63-253738 (6)

いられる場合に限定される実施例を示すが、この方法は、用いるのがより簡単であり、かつ送信された信号の精度を上げる必要がなく、これらの例はデジタル放送システムに対応し、その基本的なパラメータは次のようになる：

OFDMの搬送波の数 256

有効な搬送波の数 224

(この制限は受信フィルタの構成をより容易にするためである)

搬送波間の分離 15.625-kHz

占有全周波数帯域 3.5MHz

変調 MDP 2

～の歩留りを有する

整込み符号 1/2

符号の制約長さ 6

ビットあたりの全エネルギー

と 10^{-1} の誤り率に対す

る雑音との比 $E_b/N_0 = 7 \text{ dB}$

下の表1は、ライン期間 $T = 64 \mu\text{s}$ に対してかつ符号間干渉を避けるために確保される時間マ

ージン(フランス付加証明第86 13241号に規定される)がまた $64 \mu\text{s}$ である場合、デジタル信号の k によって異なるパラメータの値を与える。この選択は、次の2つの必要条件によって定められる。すなわち記号間の直交性を維持するために、記号は $64 \mu\text{s}$ に等しい持続期間を持たなければならず、かつ受信機の観測窓は $64 \mu\text{s}$ の持続期間に割当てられなければならない。

表 1

	1	2	3	4
記号 $2kT$ (μs) の				
持続期間	128	256	384	512
記号 $2kT - T$ (μs)				
の有効な持続期間	64	192	320	488
損失:				
$\log 2k/(2k-1)$ (dB)	3	1.25	0.8	0.6
10^{-3} (dB) の誤り率				
に対する E'_b/N_0 *	10	8.25	7.8	7.6
有効な率 (kビット/s)	875	437.5	219.68	218.75

* E'_b は、(E_b と反対に) 符号間干渉に対する $64 \mu\text{s}$ のマージンを含むビットあたりの全エネルギーを示す。

次に、この発明の方法がある状態に応用され得る条件を定める：

テレビジョンデータチャネルは、第1のサービスゾーンで有効に用いられ、

同じテレビジョンチャネルは、第1のゾーンに隣接する第2のゾーンの移動車両の方への放送データを放送するサービスのために用いべきである。

まず第1に、2つのゾーン間の範囲に存在する状態およびこの範囲でテレビ信号とデータ放送との分配が可能であるようにすべき物理的な特徴を考察しよう。

テレビ信号が受け入れ可能であるように満たされるべき条件は、以下のようである：

テレビジョンサービスが保護されなければならない5.5MHzの帯域での輝度 L 対ノイズ B 比は、最小値 $(L/B)_{\min} = 27 \text{ dB}$ を持つべきであり、

きであり、

テレビ信号 C_{TV} のピーク電力と同じ5.5MHz帯域での雑音 N との比は、30dBの最小値を持つべきである。

1dB以下の (L/B) の重み付けされた劣化に対して27dBの上の比 (L/B) を得るために、テレビジョン搬送波とデジタル搬送波との間に与えられるべき混信保護比は、少なくとも23dBでなければならない。この数字は、スペクトルのインターレースの結果およびガウス熱雑音とその振幅分布がガウスであるデジタル信号との加算を考慮している。

テレビジョン受信アンテナによる保護は、一般に0dBのオーダーである。

23dBの混信保護比は、後でわかるが、2つの手段、すなわちダインにインターレースを与えるためのデジタル搬送波のオフセット(そこから13dBの利得が期待され得る)と、テレビジョンチャネルでデジタル信号によってより特定的に形成される干渉している信号の3.5MHz

特開昭63-253738 (6)

帯域の最も有利な位置の選択との組合わせによって得られるだろう。しかしながら、23 dBの値は、近似値を表わすのみであり、かつ正確な測定によってそれを変更することになってもよく、それはある程度までkによって異なるようであるのでなおさらそうである。

ディジタル信号については、考慮されるべきパラメータは、本質的にkとは別であり、

dBでマージンmであり、これは（マスクされたゾーンの移動車両によって受信されるフィールドの平均値と空間との間でのマスク効果に対応する）自由空間での放送に関して受け入れられることができ、mは $10 \log P_e / P_m$ として規定されてもよく、ここで P_e は自由空間での電力であり、かつ P_m は受信されマスク効果によって減じられる平均電力であり、このマージンは、都市地域では15から20 dB、田舎地域では5 dBであるべきであり、

有効なディジタル率 D_u （メガビット／秒）である。

M変調で送信されるディジタル率。

mの所与の値の最適の選択は、一般に、遭遇したかつ率において表Iと両立可能な最も高い値に対応し、ハッチングされた値は受入れられないことが上記からわかる。

上記の分析によって、ディジタル信号の28 dBの重み付けされていない比（L/B）まで保護されるテレビジョン放送ゾーンに隣接するサービスゾーンでのディジタル放送を受けることができ、ディジタル信号率は、2つのカバレッジゾーンの範囲では自由空間に関してマージンmによって異なることが明らかとなる。

ディジタル信号が音声放送に対応すれば、k=3およびm=12を超えるのはほとんど不可能である、というのはそのような値を超えて使用可能な率は、高品質のステレオ番組のために必要とされる250 kビット／秒より小さいからである。

テレビジョン放送が行なわれるサービスゾーン内部でディジタル信号が漸進的に減衰するため、状態はテレビジョン信号にとってより有利である。

ゾーンの範囲でテレビ受信を妨害しない最大有効ディジタル率をmとkとの関数として与える関係は、次のように書ける：

$$D_u = [(2k-1)/2k] 5.5 \cdot 10^{-4/10} (N h_2 \text{ で } D_u)$$

次の表IIは、k=1, 2, 3および4およびNの異なる値に対してメガビット／1秒で最大有効流量 D_u のディジタル値を与える：

表 II

α (dB)	3	5	10	12	14
k					
1	1.37	0.87	0.275	0.173	0.109
2	1.37	1.3	0.41	0.26	0.164
3	2.4	1.45	0.46	0.29	0.18
4	2.4	1.52	0.46	0.30	0.19

表IとIIとを比較すると、kの十分な値で、常に次の2つの間で両立性を与えることができるのが明らかになる：

テレビジョン受信を妨害しない率、およびラインレベルのインターレースを用いてOFD

要約すれば、同じチャネルが用いられ得る：

第1の領域でテレビジョン信号を放送するために、

隣接する領域でのディジタル放送のために、

かつディジタル信号に対して、2つのサービスゾーン間の範囲で5を超える自由空間に関してマージンmで、かつ

5から14 dBのマージンに対して870 kビットから190 kビットの有効なディジタル率のために。

第3図は、典型的なものとして考えられる設置を示す。移動車両へのディジタル放送のための送信機14およびテレビジョン送信機16は、輪郭線12の両側の2つの隣接するゾーンに位置決めされる。上で述べたように、テレビジョン信号に対する比L/Bは、輪郭線では少なくとも27 dBでなければならない。ディジタル送信機は、一般に、都市地域18に適するように設置され、かつ同じゾーンを覆わなければならないテレビジョン送信機と比較して低電力である。輪郭線12は、

特開昭63-253738 (7)

一般に、都市または郊外ゾーンにある。計算によって、一般にマージンは、都市地域18の移動車両へのデジタル放送のために15から20dBである自由空間の放送に関して得られ得ること、かつないし10dBのマージンは、境界12の近くで、すなわちテレビが受信され始める領域でデジタル放送のために得られ得ることは明らかである。慣例は、このようなないし10dBのマージンは田舎または郊外ゾーンでの車両で受信するのに十分であることを示している。

第2図に示される率は、1つのチャネルを用いて2つの高品質の音声番組を放送することができるのに十分であり、その1つのチャネルは、隣接するゾーンで、放送テレビジョン番組のために有効に用いられる。

変調およびインターレースの同じ方法を保つことによって、残留相互干渉は、隣接するゾーンで用いられるチャネルが同一ではなくただ隣接しているだけである場合すっかり除去されてもよい。この場合、チャネルの最大容量に達し、そのとき

率は変調およびエンコーディング装置によってのみ制限され、したがって3つの高品質のラジオ番組は、容易に送信され得る。

従来のOFDM変調の使用と比較して、より高いデジタル率で放送することができる厚いスペクトル($k=0$ に対応する)では、約20dBの利得は、隣接する領域で用いられる同じテレビジョンチャネルの保護に関して得られるのがわかる。この保護が増加するのは、約13dBに対してはスペクトルの高エネルギー密度のゾーンをずらした結果のせいであり、かつ7dBに対してはデジタル率の減少のせいであり得る。

テレビ信号によるデジタル信号の妨害はまた減衰され、かついくつかの場合、それによってサービスゾーンのある重複を受け入れることができる。

この発明の方法を実現する放送デジタルデータのためのシステムを完全には説明しない、というのはその送信装置は、フランス特許出願第8609622に説明される構成を有し、かつ受信

機は、同じ特許出願または追加証明第8613271号に説明されるからである。

第4図を参照すると、受信機は、中間周波数信号を伝える従来の入力段の次に、デコーダを備える。デコーダは、帯域フィルタによって形成されるチャネルフィルタ42を含み、この帯域フィルタの幅は、デジタル放送搬送波によって占められるスペクトル全体に対応する。

フィルタ42によって供給される信号は、乗算器46aの入力の1つ、および位相シフタ48を介して乗算器46bの入力の1つを駆動する発振器44によって与えられる、チャネルの中央周波数で直角位相の2つの搬送波上に投影される。2つの乗算器は、フィルタ42の出力信号を受ける。

各乗算器の出力は、入力試料を高速フーリエ変換計算回路22に伝えるA/D変換器20aまたは20bを駆動する。番組選択回路24は、回路22と関連づけられ、かつ回路22に含まれる中間結果を記憶するメモリでアドレスを定め、回路22にはそれについて計算が続けられなければな

らずかつ音声チャネルの1つに対応する試料が位置決めされる。

最後に、回路22によって供給される試料は、位相評価および復調回路26に与えられ、かつ定量化された出力データは、ディインターレース回路30、次にデコーダ32に与えられる。

4. 図面の簡単な説明

第1a図および第1b図は、テレビジョンスペクトル(そのエネルギー分布は破線の形で示される)およびデジタル放送スペクトル(実線で示される)のインターレースを、それぞれ $k=1$ および3に対して概略的に示す。

第2a図および第2b図は、 $k=1$ および3に対するデジタル信号の自己相関関数 Γ を概略的に示す。

第3図は、デジタル放送およびテレビジョン番組放送ゾーンの1つの可能な地理的配置を示す図である。

第4図はデジタル信号の受信のため可能なデコーダ構成を示す。

特開昭 63-253738 (8)

図において、10はスペクトル線、12は輪郭線、14は送信機、16はテレビジョン送信機、18は都市地域、20aおよび20bはA/D変換器、22は高速フーリエ変換計算回路、24は番組選択回路、26は位相評価および復調回路、30はディインターレース回路、32はデコード、42はチャンネルフィルタ、44は発振器、46aおよび46bは乗算器、48は位相シフタである。

特許出願人 フランス共和国（ほか1名）

代理人 弁理士 深見 久郎

（ほか2名）

